



NICE du 20 au 24 MAI 1985

METHODE D'INITIALISATION RAPIDE D'UN ANNULEUR D'ECHO ET
MISE EN OEUVRE SUR PROCESSEUR DE SIGNAL

C.Galand, A.Desblache, G.Platel, R.Vermot-Gauchy

Centre d'Etude et Recherches IBM
06610 La Gaudé
FRANCE

RESUME

Dans cet article, nous proposons une méthode basée sur l'utilisation d'une séquence de test qui permet d'évaluer le retard pur et les coefficients de l'annuleur d'écho à l'établissement d'une conversation téléphonique en moins de 200 ms. Puis, de manière à se garder d'une quelconque variation de charge de l'hybride en cours de conversation, les coefficients sont adaptés continuellement par la méthode du gradient.

Après une analyse mathématique du problème et de la méthode utilisée, nous discutons sa mise en oeuvre sur un processeur de signal et son insertion dans un réseau téléphonique. La méthode est efficace puisque le niveau relatif du signal d'écho par rapport au niveau du signal traversant le transformateur hybride est en pratique ramené à -40 dB dans le cas d'hybrides ayant une forte atténuation en retour (9 à 24dB), et à -30 dB dans le cas d'hybrides ayant une faible atténuation en retour (0 à 9dB).

SUMMARY

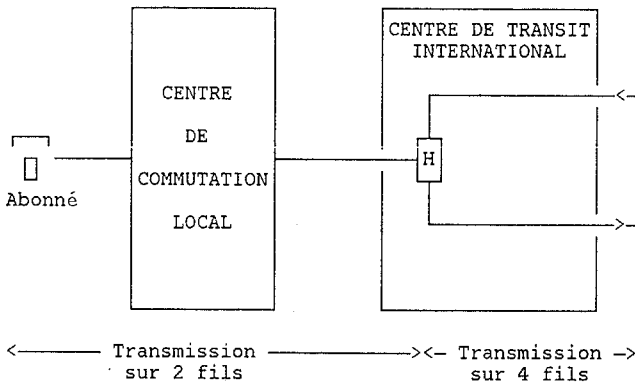
In this paper, we propose a method for the accurate determination of the flat delay of the hybrid in 2 wire to 4 wire junctions of the telephone network. The algorithm makes use of a fast data transmission type start-up procedure which is based on a training sequence. As a result, the flat delay is evaluated and the coefficients of the echo canceler filter are initialized at the beginning of the conversation in less than 200 ms. Then, so as to prevent sudden variations of the hybrid balancing in the course of the conversation, the coefficients are continuously updated by using the standard gradient method. After a mathematical demonstration of the proposed method, we describe its implementation on a high performance signal processor, and its insertion in a telephone network. The approximation is efficient since we have experimentally found that the relative level of the echo with respect to that of the signal is reduced down to -40 dB in case of hybrids having high echo return loss (9 to 24dB), and to -30 dB in case of hybrids with low echo return loss (0 to 9dB).



1.0 INTRODUCTION

La configuration actuelle du réseau téléphonique est à l'origine d'échos dans les transmissions. Dans certaines conditions (Fig.1) ces échos peuvent être gênants, de telle sorte qu'on doit les réduire pour assurer une bonne qualité de transmission. A cette fin, on peut utiliser des dispositifs supprimeurs d'écho de faible complexité mais dont le fonctionnement n'est pas toujours satisfaisant.

Figure 1: Représentation schématique de la génération des échos dans le réseau téléphonique.



On peut aussi utiliser des annuleurs d'écho fonctionnant parfaitement dans tous les cas, mais dont la complexité de mise en oeuvre est beaucoup plus importante, puisque la puissance de calcul nécessaire à cette mise en oeuvre est de l'ordre de 4 millions de multiplications par seconde.

Nous avons cependant remarqué qu'en pratique on peut approximer le trajet d'écho par un retard pur suivi d'un filtre d'ordre réduit. Cette approximation permet de réduire considérablement la puissance de calcul requise par un annuleur d'écho, le problème étant cependant ramené à la détermination correcte du retard pur.

Dans cet article, nous proposons une méthode basée sur l'utilisation d'une séquence de test, qui permet d'évaluer le retard pur et les coefficients de l'annuleur d'écho à l'établissement de la conversation téléphonique en moins de 200 ms. Dans la première partie de notre article, nous rappelons le principe des différents procédés de contrôle de l'écho. Puis, nous faisons une analyse mathématique de la méthode utilisée, et finalement nous discutons sa mise en oeuvre sur un processeur de signal et son insertion dans un réseau téléphonique.

2.0 SUPPRESSEUR ET ANNULEUR D'ECHO

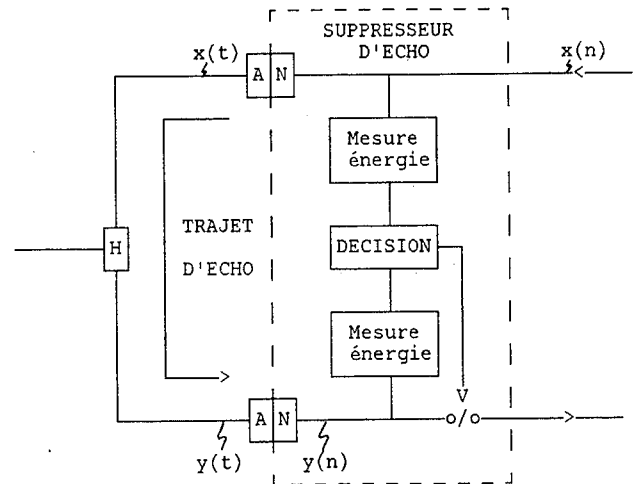
La transmission d'une conversation téléphonique sur le réseau téléphonique actuel emprunte des lignes bidirectionnelles 2 fils, et des couples de deux lignes unidirectionnelles 2 fils, la connection entre ces deux types de lignes étant assurée par des transformateurs dit hybrides (Fig.1). Ces transformateurs sont équilibrés pour une impédance de ligne moyenne et par conséquent n'effectuent qu'une séparation imparfaite des signaux, créant ainsi des échos. Pour les appels locaux, ces échos ne sont décalés que de quelques millisecondes par rapport au signal incident, et ne sont par conséquent pas perceptibles. Cependant, lorsqu'un retard est introduit dans les lignes unidirectionnelles, soit par une transmission par satellite, soit par un codage numérique, les échos deviennent perceptibles et doivent être réduits pour assurer une bonne qualité de transmission. Il est clair que les échos pourraient être éliminés par le remplacement systématique des lignes 2 fils par des lignes 4 fils allant jusqu'au poste de l'abonné.

Cependant, les lignes 2 fils sont utilisées localement afin de permettre des économies de cuivre considérables, et leur suppression n'est envisagée que dans le contexte de la numérisation complète du réseau qui ne sera effective que vers la fin du siècle. Dans la phase de transition actuelle, on utilise soit des supprimeurs, soit des annuleurs d'écho dont le principe est rappelé ci-dessous. Pour simplifier les notations, on considèrera dans la suite que les signaux sont disponibles sous forme numérique sur la portion 4 fils des circuits. $x(nT)$, ou plus simplement $x(n)$, représentera le signal $x(t)$ échantillonné à la fréquence $1/T$.

2.1 SUPPRESSEUR D'ECHO

Le schéma de principe d'un supprimeur d'écho est représenté à la figure 2, et comprend principalement un dispositif de mesure de l'énergie du signal lointain $x(n)$, un dispositif de mesure de l'énergie du signal local $y(n)$, et un organe de décision.

Figure 2: Principe d'un supprimeur d'écho classique.



Le fonctionnement du supprimeur d'écho est basé sur le fait que le gain de l'hybride H entre les connections aux lignes unidirectionnelles est toujours inférieur à l'unité, de telle sorte que dans le cas où seul le correspondant lointain parle, l'énergie du signal d'écho $y(n)$ est toujours inférieure à celle du signal incident $x(n)$. On prend alors la décision d'ouvrir le circuit d'émission (état de blocage), ce qui évite à l'abonné lointain de percevoir son propre écho. Le même dispositif fonctionne de façon indépendante à l'autre terminaison du circuit 4 fils, et permet de supprimer le retour d'écho de l'abonné local lorsque ce dernier parle.

De tels dispositifs permettent une élimination efficace des échos dans la mesure où les abonnés parlent à tour de rôle (simple parole). Toutefois, si l'un des deux abonnés veut interrompre son interlocuteur, le supprimeur d'écho risque d'empêcher les paroles prononcées par l'intervenant de parvenir au premier interlocuteur (double parole). Si le seul critère de différence d'énergie sur chacune des branches du circuit 4 fils est pris en compte, l'intervention ne se fait que si l'intervenant parle à un niveau suffisant. Or, la liaison 2 fils reliant le poste d'abonné à l'hybride peut représenter une atténuation de 20 dB. Si l'on considère de surcroît que le niveau du signal de parole peut varier de 40 dB suivant le locuteur, on comprend que le dispositif simpliste de suppression d'écho décrit ici ne peut qu'assurer imparfaitement sa fonction dans le cas de double parole, et résulter en général dans une intervention difficile et un effet de hachage alterné de la conversation.



METHODE D'INITIALISATION RAPIDE D'UN ANNULATEUR D'ECHO ET MISE EN OEUVRE
SUR PROCESSEUR DE SIGNAL

Pour pallier cet inconvénient, on introduit un état "d'intervention" intermédiaire entre l'état de blocage et l'état de fonctionnement sans suppression d'écho, où le circuit d'émission reste fermé pendant un court instant lorsqu'une intervention a été détectée. Durant cette intervention, une atténuation est introduite dans le circuit de réception pour limiter la perception de l'écho. Il faut néanmoins se garder d'une intervention intempestive due à l'écho ou à du bruit impulsif, grâce à l'introduction d'un état d'intervention partielle où le signal reçu peut ne pas être atténué. Puis si l'intervention est confirmée au bout d'un certain temps, on atténue le signal reçu.

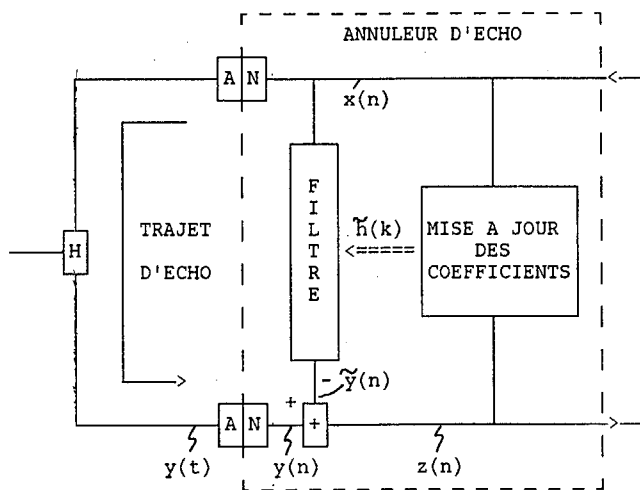
Les supprimeurs d'écho peuvent aussi comprendre des fonctions supplémentaires telles que le seuil d'intervention auto-adaptable, qui permettent d'améliorer leur fonctionnement pendant la phase de double parole /1/. Cependant, ces dispositifs ne permettent en général un fonctionnement totalement satisfaisant que dans le cas de simple parole, et leur utilisation très répandue n'est essentiellement due qu'à leur faible complexité de mise en oeuvre.

L'écho peut en fait être parfaitement contrôlé grâce à l'utilisation de circuits beaucoup plus complexes décrits ci-dessous: les annuleurs d'écho.

2.2 ANNULEUR D'ECHO

Le schéma de principe d'un annuleur d'écho est représenté à la figure 3, et comprend essentiellement un filtre numérique et un dispositif de mise à jour des coefficients de ce filtre. La fonction de l'annuleur d'écho consiste en une analyse des signaux $x(n)$ et $z(n)$ sur les terminaisons 4 fils pour en déduire une estimée $\tilde{y}(n)$ du signal d'écho, qui est ensuite retranchée au signal issu du transformateur hybride.

Figure 3: Principe d'un annuleur d'écho classique



On utilise généralement un filtre numérique à réponse impulsionnelle finie (RIF) pour approximer le filtre équivalent au transformateur hybride.

Le signal $\tilde{y}(n)$ représentant l'écho estimé, est égal à :

$$(1) \tilde{y}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{h}(k).x(n-k)$$

où $\tilde{h}(k), [k=0, \dots, N-1]$ représente la réponse impulsionnelle du filtre. L'ordre N du filtre est d'autant plus grand que la distance séparant l'annuleur d'écho de l'hybride est importante.

Les coefficients de ce filtre sont adaptés à l'aide de la méthode classique du gradient, basée sur la minimisation de l'intercorrélacion entre le signal $x(n)$ sortant de l'annuleur en direction de l'hybride et le signal $z(n)$ qui en sort après annulation d'écho.

Idéalement, l'adaptation est réalisée à chaque instant d'échantillonnage n sur chaque coefficient :

$$(2) \tilde{h}(k, n) = \tilde{h}(k, n-1) - a.z(n).x(n-k)$$

où $\tilde{h}(k, n), [k=0, \dots, N-1]$, représente la valeur du coefficient $\tilde{h}(k)$ à l'instant n .

Moyennant quelques précautions (détection de double parole), la relation (2) converge très rapidement, si bien que les dispositifs d'annulation d'écho permettent un contrôle très efficace de l'écho produit dans les terminaisons 4 fils du réseau téléphonique. Leur avantage essentiel sur les dispositifs de suppression d'écho est qu'ils permettent un fonctionnement en double parole sans aucune dégradation de la conversation. Le prix à payer est cependant une grande complexité de mise en oeuvre. Puisque la durée du trajet d'écho peut atteindre environ 32 ms /1/, l'ordre du filtre annuleur d'écho doit être de 256, en supposant une fréquence d'échantillonnage de 8 kHz. La puissance de calcul nécessaire est alors très importante, de l'ordre de 4 millions de multiplications par seconde.

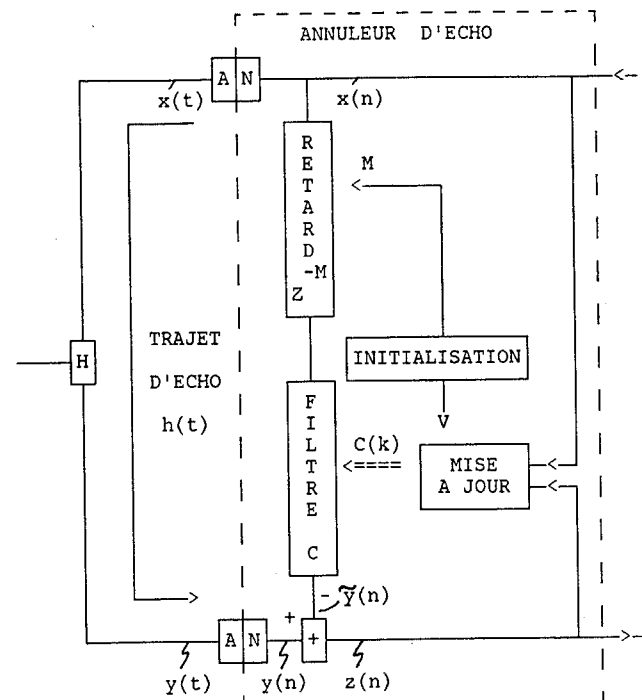
Nous avons cependant remarqué que dans la plupart des cas, on peut approximer le trajet d'écho par un retard pur suivi d'un filtre d'ordre réduit. Cette approximation permet de réduire considérablement la puissance de calcul requise pour la mise en oeuvre d'un annuleur d'écho, le problème étant cependant ramené à la détermination correcte du retard pur.

3.0 METHODE DE DETERMINATION DU RETARD PUR

L'annuleur d'écho proposé est représenté à la figure 4, et comprend essentiellement une ligne à retard de M échantillons mise en cascade avec un filtre numérique d'ordre réduit p , un dispositif d'initialisation du retard pur et des coefficients, et un dispositif de mise à jour des coefficients du filtre.

La méthode est basée sur l'utilisation d'une séquence de test qui permet d'évaluer le retard pur et les coefficients de l'annuleur d'écho à l'établissement de la conversation téléphonique en moins de 200 ms. Puis, de manière à se garder d'une quelconque variation de charge de l'hybride en cours de conversation, les coefficients sont adaptés en permanence par la méthode du gradient (relation (2)).

Figure 4: Principe de l'annuleur d'écho proposé





3.1 PRINCIPE D'UNE SEQUENCE DE TEST.

En l'absence de signal local, le signal d'écho $y(t)$ provenant de l'hybride est égal au produit de convolution:

$$(3) y(t) = h(t) \otimes x(t)$$

La discrétisation de cette relation donne:

$$(4) y(n) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} h(n-i) \cdot x(n-i)$$

où $h(n)$ désigne l'échantillonnée de la réponse impulsionnelle $h(t)$ du trajet d'écho.

Cette relation permet de déduire la séquence $h(n)$ de la seule connaissance des séquences $x(n)$ et $y(n)$. C'est le principe de l'utilisation d'une séquence de test: on envoie la séquence $x(n)$ en direction de l'hybride, et on récupère la séquence filtrée $y(n)$. L'analyse de cette dernière permet de déterminer la réponse impulsionnelle $h(n)$ qui est ensuite approximée par un filtre d'ordre réduit abouté à un retard pur. Ces différents points, ainsi que le choix optimal de la séquence de test, sont examinés ci-dessous.

3.2 DETERMINATION DE LA REPOSE IMPULSIONNELLE.

La relation (4) est valable que la séquence de test soit périodique ou non. Dans la suite, nous nous intéressons au cas où la séquence de test est périodique de période N car dans ce cas la résolution de l'équation (4) pour la détermination de la séquence $h(n)$ à partir des séquences $x(n)$ et $y(n)$ peut se faire simplement dans le domaine des fréquences, de la façon suivante.

La transformée de Fourier discrète (TFD) de chaque membre de la relation (4) donne:

$$(5) Y(k) = H(k) \cdot X(k)$$

où $X(k)$, $Y(k)$, et $H(k)$ représentent respectivement les transformées de Fourier discrètes d'ordre N des séquences $x(n)$, $y(n)$, et $h(n)$:

$$(6) x(n), [n=0, \dots, N-1] \xrightarrow{\text{TFD}} X(k), [k=0, \dots, N-1]$$

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot e^{-j2\pi kn/N}$$

La période N de la séquence doit être telle que:

$$(7) h(n) = 0 \quad \text{pour } n \geq N$$

Notons qu'en pratique, on peut se contenter d'une vérification approximative de cette égalité.

Si la séquence $X(k)$ ne présente pas de zéros, on tire:

$$(8) H(k) = \frac{Y(k)}{X(k)} \quad k=0, \dots, N-1$$

$h(n)$ est alors déterminé par transformée de Fourier discrète inverse (TFDI) définie, à un coefficient de normalisation près, par:

$$(9) h(n) = \sum_{k=0}^{N-1} H(k) \cdot e^{j2\pi kn/N}$$

3.3 APPROXIMATION DE LA REPOSE IMPULSIONNELLE.

Une fois que la réponse impulsionnelle $h(n)$, $[n=0, \dots, N-1]$ a été déterminée, on désire l'approximer à l'aide d'un filtre d'ordre réduit $C(n)$, $[n=0, \dots, p-1]$ abouté à un retard pur de M échantillons.

Le problème est la détermination, pour p fixé, de la valeur de M telle que le filtre:

$$(10) C(Z) \cdot Z^{-M}$$

approxime au mieux $H(Z)$ au sens de l'erreur carrée moyenne minimale, avec des notations évidentes pour les transformées en Z des séquences.

Pour chaque valeur de M , on calcule une fonction de coût:

$$(11) E(M) = \sum_{n=0}^{p-1} h^2(n+M)$$

Puis on cherche la valeur M_{opt} de M maximisant la fonction $E(M)$:

$$(12) \text{Max}_M E(M) \longrightarrow M_{opt}$$

Pour cette valeur, l'énergie du signal résiduel d'écho $z(n)$, correspondant à un signal $x(n)$ de densité spectrale de puissance uniforme, est minimale. Les coefficients du filtre réduit C sont alors choisis d'après:

$$(13) C(n) = h(n+M_{opt}) \quad n=0, \dots, p-1$$

3.4 CHOIX DE LA SEQUENCE DE TEST.

D'après la relation (4), il est clair que la connaissance seule des séquences $x(n)$ et $y(n)$ permet d'évaluer la réponse impulsionnelle $h(n)$ du trajet d'écho, et par suite d'approximer cette réponse impulsionnelle suivant la relation (10), en choisissant le retard pur suivant les relations (11) et (12), et les coefficients initiaux du filtre C d'après la relation (13). On peut cependant chercher les séquences qui permettent la meilleure estimation de $h(n)$ au sens de l'erreur carrée moyenne minimale.

Les calculs précédents ont montré que l'on peut utiliser toute séquence périodique de période N supérieure à la durée significative de la réponse impulsionnelle du trajet d'écho, et dont la transformée de Fourier discrète d'ordre N ne présente pas de zéros aux fréquences π/N . On peut par exemple utiliser une séquence peigne de Dirac de période N , qui satisfait aux conditions précédentes.

On montre cependant qu'une telle séquence n'est pas optimale dans le cas pratique où la puissance de signal est limitée sur la ligne téléphonique. A puissance totale fixée, il est préférable d'utiliser une séquence $x(n)$ dont l'enveloppe énergétique est sensiblement constante ("constant amplitude (CA) sequences") /2/.

Dans le cas où l'estimation est faite en présence de bruit, et si l'on suppose que ce bruit est blanc et à moyenne nulle, on montre que l'estimation de $h(n)$ est optimale au sens de l'erreur carrée minimale, si et seulement si toutes les composantes de la transformée de Fourier discrète $X(k)$ sont égales, ou de façon équivalente si l'autocorrélation $R(k)$ de la séquence $x(n)$ est nulle pour toutes valeurs de k différentes de 0 ("zero autocorrelation (ZAC) sequences") /2/. Les séquences pseudo-aléatoires obtenues avec un registre à décalage de m positions rebouclé suivant un polynôme irréductible /5/ sont de longueur $N=2^m-1$, d'amplitude constante, et ont une autocorrélation $R(k)$ presque nulle pour les valeurs de k non nulles [$R(k)=-1/N$]. Il en résulte qu'en pratique ces séquences sont utilisables comme séquences de test.

Mais on peut trouver une classe de séquences réunissant les deux propriétés CA et ZAC exactement. Ce sont les séquences CAZAC, introduites par A.Milewski dans son article /2/, qui permettent un gain de 3 dB sur l'estimation de l'hybride par rapport à l'utilisation de séquences pseudo-aléatoires. Il existe de plus des séquences CAZAC de période égale à une puissance de 2, ce qui permet une mise en oeuvre par transformée de



METHODE D'INITIALISATION RAPIDE D'UN ANNULEUR D'ECHO ET MISE EN OEUVRE
SUR PROCESSEUR DE SIGNAL

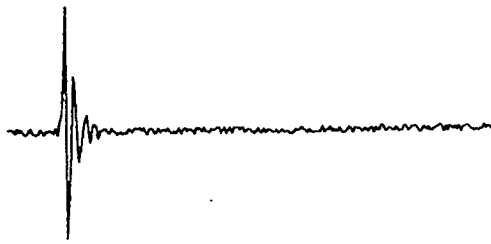
Fourier discrète rapide. C'est pour ces raisons que nous avons choisi d'utiliser des séquences CAZAC pour l'initialisation de l'annuleur d'écho proposé.

3.5 EXEMPLE D'UN CAS PRATIQUE.

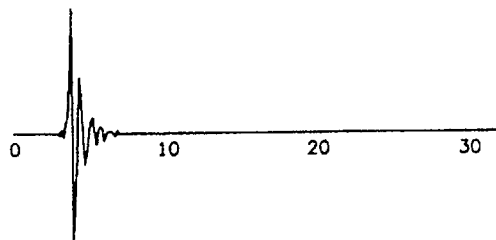
La figure 5 représente la réponse impulsionnelle mesurée d'un hybride réel, ainsi que la réponse impulsionnelle approximée par la méthode proposée.

Figure 5: Réponse impulsionnelle $h(n)$ de l'hybride et réponse impulsionnelle $\tilde{h}(n)$ compensée par la méthode proposée.

REPONSE IMPULSIONNELLE REELLE $h(n)$



REPONSE IMPULSIONNELLE APPROXIMEE $\tilde{h}(n)$



Le retard pur est dans ce cas de 3 ms environ. Le nombre de coefficients significatifs a été pris égal à $p=32$, correspondant à une réponse impulsionnelle de 4 ms.

On constate sur cet exemple que la complexité de calcul nécessaire à la mise en oeuvre du filtre est environ 8 fois moins importante que dans le cas classique où on doit réaliser un filtre couvrant un horizon potentiel de 32 ms.

4.0 MISE EN OEUVRE SUR PROCESSEUR DE SIGNAL

Nous discutons maintenant la mise en oeuvre de notre algorithme sur un processeur de signal et son insertion dans un réseau téléphonique.

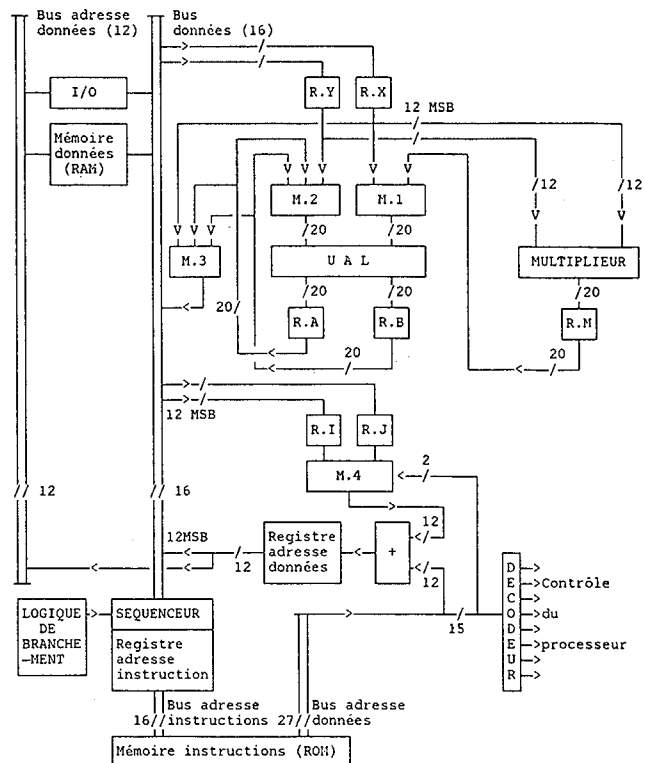
4.1 PROCESSEUR DE SIGNAL.

Le processeur de signal considéré est réalisé /4/ en technologie bipolaire à 2.5 micron permettant une densité de 200 circuits/mm², et un cycle d'instruction d'une durée de 100 ns. Le processeur est équivalent à 5000 portes NAND et occupe 25 mm².

L'architecture du processeur, originalement proposée par le Laboratoire IBM de Zurich /3/, comprend (Fig.6):

- Un bus de données bidirectionnel de 16 bits, et 9 registres internes.
- Une unité arithmétique et logique (UAL) travaillant sur 16 bits en parallèle avec un multiplieur 12x12-bits, et deux accumulateurs de 20 bits. Un niveau de "pipe-line" sur le multiplieur et l'utilisation des deux accumulateurs permet de programmer un filtre à réponse impulsionnelle finie et à phase linéaire de N coefficients en $(N+2)$ cycles.
- Un deuxième niveau de pipe-line permet d'adresser et d'exécuter les instructions dans le même cycle.
- Les instructions sont de 27 bits et comprennent les deux codes opération, un opérande, et un contrôle de parité.
- Les transferts de données et les opérations arithmétiques et logiques sont exécutés simultanément et de façon indépendante.
- L'adressage direct de la mémoire de données est de 4K, extensible à l'aide d'un registre de page. L'adressage de la mémoire d'instructions est de 64K. L'adressage peut se faire soit directement soit à l'aide d'un des deux registres d'index.
- Le processeur possède un niveau d'interruption.

Figure 6: Architecture du processeur de signal (Registres:R; Multiplexeurs:M).





METHODE D'INITIALISATION RAPIDE D'UN ANNULEUR D'ECHO ET MISE EN OEUVRE
SUR PROCESSEUR DE SIGNAL

4.2 MISE EN OEUVRE.

On a considéré, pour la mise en oeuvre, un trajet d'écho pouvant couvrir 32 ms ($N=256$), et un filtre simplifié d'ordre 32, couvrant 4 ms.

La mise en oeuvre de la méthode proposée est résumée dans le tableau suivant, en termes de taille programme, taille mémoire de données, et puissance de calcul nécessaire exprimée en millions d'instructions exécutées par seconde.

	INSTRUCTIONS (27 bits)	DONNEES (16 bits)	PUISSANCE (MIPS)
INITIALISATION	500	1300	4
FILTRAGE ET MISE A JOUR COEFFICIENTS	130	300	.8

On remarque que pendant la phase d'initialisation qui dure environ 200 ms, une grande puissance de calcul est nécessaire. On peut cependant étaler cette initialisation sur une plus grande période, comme par exemple initialiser en 1 seconde avec une puissance de calcul de 0.8 MIPS.

L'intérêt de la réduction de complexité de l'annuleur d'écho proposé apparaît de façon significative dans des applications où la mise en oeuvre nécessite traditionnellement deux processeurs de signal. Par exemple, notre annuleur d'écho a été mis en oeuvre dans le processeur de signal décrit ci-dessus, conjointement avec un algorithme de compression à faible débit (7.2 kbit/s) du signal de parole /6/. Ce type d'association peut être considéré dans de nombreux domaines tels que les transmissions par satellite, le radio-téléphone numérique, ou les modems full-duplex.

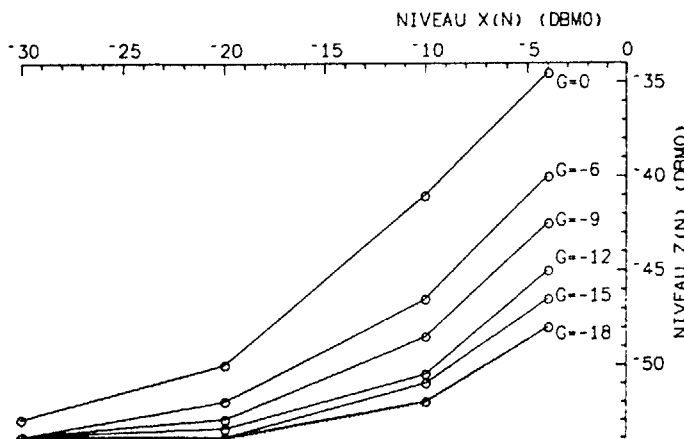
4.3 PERFORMANCES

Nous avons mesuré les performances de la méthode proposée de la façon suivante.

Le processeur de signal est connecté, suivant la figure 4, à un hybride artificiel dont on peut régler le retard et l'atténuation en retour. La méthode d'initialisation de l'annuleur d'écho, puis le filtrage correspondant sont exécutés par le processeur.

Puis, le processeur transmet un bruit blanc $x(n)$ à l'hybride, et on mesure, pour différentes valeurs de l'atténuation en retour G , la puissance du signal $z(n)$ en fonction de la puissance du signal $x(n)$ (exprimées en dBm). La figure 7 représente les courbes obtenues expérimentalement.

Figure 7: Variations du niveau d'écho résiduel $z(n)$ en fonction du niveau de signal $x(n)$, pour différentes valeurs G de l'atténuation en retour de l'hybride.



On remarque que ces courbes présentent une linéarité normale pour les forts niveaux d'entrée, et une saturation dans les faibles niveaux. Cette saturation est due au bruit à vide des convertisseurs numérique/analogique et analogique/numérique 8 bits utilisés (loi μ du CCITT) /6/.

On remarque aussi que la méthode est efficace puisque le niveau relatif du signal d'écho par rapport au niveau du signal traversant le transformateur hybride est en pratique ramené à -40 dB dans le cas d'hybrides ayant une forte atténuation en retour (9 à 24dB), et à -30 dB dans le cas d'hybrides ayant une faible atténuation en retour (0 à 9dB). Ces performances sont sensiblement meilleures (10 à 12 dB) que les performances d'annuleurs d'écho classiques testés dans des conditions identiques /7/.

5.0 CONCLUSION

Dans cet article, nous avons proposé une méthode d'initialisation rapide d'un annuleur d'écho, basée sur l'utilisation d'une séquence de test optimale.

Puis, nous avons proposé une simplification de l'annuleur sous la forme d'un retard pur mis en cascade avec un filtre simplifié.

Finalement, nous avons microprogrammé ce système sur un processeur rapide de signal, et nous avons montré que les performances mesurées en termes de niveau du signal résiduel d'écho sont cohérentes et même supérieures à des performances de systèmes classiques discutés dans la littérature.

La méthode proposée permet la mise en oeuvre simultanée dans le même processeur de signal, de l'annuleur d'écho avec d'autres fonctions comme la compression numérique du signal de parole, permettant ainsi de réaliser des économies importantes dans des applications comme le radio-téléphone numérique ou les liaisons par satellite.

6.0 REFERENCES

- /1/M.Erdreich: 'Le phénomène de l'écho dans les réseaux de télécommunication'. Commutation et Transmission, pp.5-18, N.4, 1981.
- /2/A.Milewski 'Periodic sequences with optimal properties for channel estimation and fast start-up equalization', IBM Journal of Research and development Vol.27, Number 5, September 1983.
- /3/J.P.Béraud: 'Signal processor chip implementation'. IBM Journal of Research and Development, Vol.29, N.2, April 1985.
- /4/G.Ungerboeck, D.Maiwald, H.P.Kaesler, P.R.Chevillat: 'The SP16 Signal Processor', IBM Journal of Research and Development, Vol.29, N.2, April 1985.
- /5/W.W.Peterson: 'Error-correcting codes', New-York: John Wiley and Sons, Inc.
- /6/C.Galand, C.Couturier, G.Platel, R.Vermot-Gauchy: 'Voice excited predictive coder (VEPC) implementation on high performance signal processor'. IBM Journal of Research and Development, Vol.29, N.2, April 1985.
- /7/D.L.Duttweiler, S.Chen: 'A single chip VLSI echo canceler' The Bell System Technical Journal, Vol.59, Feb.1980